

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

29.08.03

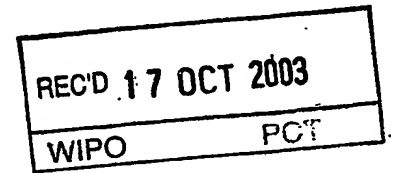
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2002年11月15日

出願番号
Application Number: 特願2002-331945
[ST. 10/C]: [JP2002-331945]

出願人
Applicant(s): ローム株式会社

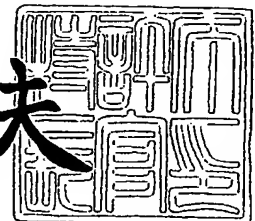


PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年10月 3日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 02-00370

【提出日】 平成14年11月15日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 7/5395
H05B 41/24

【発明の名称】 直流－交流変換装置、及びそのコントローラ I C

【請求項の数】 5

【発明者】

 【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

 【氏名】 福本 憲一

【発明者】

 【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

 【氏名】 藤田 浩幸

【特許出願人】

 【識別番号】 000116024

 【氏名又は名称】 ローム株式会社

 【代表者】 佐藤 研一郎

【代理人】

 【識別番号】 100083231

 【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ
ルバ国際特許事務所

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 紋田 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100112287

【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミ
ネルバ国際特許事務所

【弁理士】

【氏名又は名称】 逸見 輝雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 016241

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901021

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流-交流変換装置、及びそのコントローラ IC

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持つ変圧器と、
直流電源から前記一次巻線に第 1 方向及び第 2 方向に電流を流すための半導体
スイッチ回路と、

前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出する電流検出回路と、
前記二次巻線に接続された負荷に印加される電圧を検出する電圧検出回路と、
三角波信号を発生する三角波信号発生部と、
起動時に緩やかに増加するスロースタート電圧を発生するスロースタート部と

、
前記電流検出回路による電流検出信号及び前記電圧検出回路による電圧検出信
号に基づく誤差信号、前記スロースタート電圧の大きさに応じてそのいずれかと
前記三角波信号とを比較して PWM 制御信号を発生する PWM 制御信号発生部と
を有し、

前記半導体スイッチ回路を前記 PWM 制御信号にしたがってスイッチングする
ことを特徴とする直流-交流変換装置。

【請求項 2】 前記 PWM 制御信号発生部は、前記電流検出信号を第 1 基準
電圧と比較し、第 1 誤差出力を発生する第 1 誤差増幅器と、前記電圧検出信号を
第 2 基準電圧と比較し、第 2 誤差出力を発生する第 2 誤差増幅器と、前記第 1 誤
差出力により制御される第 1 制御素子、前記第 2 誤差出力により制御される第 2
制御素子を含んで、前記誤差信号を発生する共通化回路と、前記誤差信号、前記
スロースタート信号及び前記三角波信号が入力され、前記 PWM 制御信号を発生
する PWM 比較器とを有することを特徴とする、請求項 1 記載の直流-交流変換
装置。

【請求項 3】 負荷を駆動する半導体スイッチ回路を制御するためのコント
ローラ IC であって、

三角波信号を発生させるための三角波信号発振回路と、
起動時に緩やかに増加するスロースタート電圧を発生させるためのスロースタ

ート回路と、

前記負荷に流れる電流に応じた電流検出信号及び前記負荷に印加される電圧に応じた電圧検出信号に基づく誤差信号、前記スロースタート電圧の大きさに応じてそのいずれかと前記三角波信号とを比較してPWM制御信号を発生するPWM制御信号発生部とを有し、

前記半導体スイッチ回路を前記PWM制御信号にしたがってスイッチングするための駆動信号を出力することを特徴とするコントローラIC。

【請求項4】 前記PWM制御信号発生部は、前記電流検出信号を第1基準電圧と比較し、第1誤差出力を発生する第1誤差増幅器と、前記電圧検出信号を第2基準電圧と比較し、第2誤差出力を発生する第2誤差増幅器と、前記第1誤差出力により制御される第1制御素子、前記第2誤差出力により制御される第2制御素子を含んで、前記誤差信号を発生する共通化回路と、前記誤差信号、前記スロースタート信号及び前記三角波信号が入力され、前記PWM制御信号を発生するPWM比較器とを有することを特徴とする、請求項3記載のコントローラIC。

【請求項5】 前記スロースタート回路と協働して前記スロースタート電圧を発生させるための外付けコンデンサを接続するスロースタート端子、前記誤差信号を帰還電圧として外部の帰還回路に出力する帰還端子を備えていることを特徴とする、請求項4記載のコントローラIC。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電気機器付属の電源アダプタや、バッテリーなどの直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生する直流-交流変換装置（以下、インバータという）、及びそのコントローラICに関する。

【0002】

【従来の技術】

ノートパソコンの液晶モニタや、液晶テレビ受像機などの液晶ディスプレイのバックライト光源として、冷陰極蛍光灯（CCFL）が用いられるようになって

きている。このCCFLは、通常の熱陰極蛍光灯とはほぼ同様の高い効率と長い寿命を持っており、そして、熱陰極蛍光灯が持っているフィラメントを省いている。

【0003】

このCCFLを起動及び動作させるためには、高い交流電圧を必要とする。例えば、起動電圧は約1000Vであり、動作電圧は約600Vである。この高い交流電圧を、インバータを用いて、ノートパソコンや液晶テレビ受像機などの直流電源から発生させる。

【0004】

以前から、CCFL用インバータとして、ロイヤー（Royer）回路が一般的に用いられている。このロイヤー回路は、可飽和磁芯変圧器、制御トランジスタなどから構成され、そして、可飽和磁芯変圧器の非線形透磁率、制御トランジスタの非線形電流ゲイン特性により自己発振する。ロイヤー回路自身は外部クロックやドライバー回路を必要としない。

【0005】

しかし、ロイヤー回路は、基本的には一定電圧インバータであり、入力電圧や負荷電流が変化する場合には一定出力電圧を維持できない。したがって、ロイヤー回路に電力を供給するためのレギュレータを必要とする。このようなことから、ロイヤー回路を用いたインバータは、小型化が難しく、また、電力変換効率も低い。

【0006】

電力変換効率を高めるようにしたCCFL用インバータが提案されている（特許文献1参照）。このインバータは、変圧器の一次巻線に第1半導体スイッチを直列に接続し、直列接続された第2半導体スイッチとコンデンサを変圧器の一次巻線に並列に接続し、かつ、変圧器の二次巻線に結合コンデンサと負荷とを直列に接続する。そして、変圧器の一次側電流を制御回路に帰還し、基準電圧と比較することにより制御信号を形成し、その制御信号により、第1、第2半導体スイッチをオン・オフ制御して、負荷に所定の交流電力を供給するようにしている。

【0007】

また、4つの半導体スイッチを用いてフルブリッジ（Hブリッジ）型のCCFL用インバータが提案されている（特許文献2参照）。このインバータでは、変圧器の一次巻線に、共振用コンデンサを直列に介して、Hブリッジの出力端を接続し、変圧器の二次巻線に負荷を接続する。Hブリッジを構成する4つの半導体スイッチのうちの、第1組の2つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第1方向の電流経路を形成し、第2組の2つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第2方向の電流経路を形成する。そして、変圧器の二次巻線に流れる電流を制御回路に帰還し基準電圧と比較することにより、固定された同一パルス幅で、そのパルスの相対位置が制御された制御信号を発生して、Hブリッジの半導体スイッチに供給し、負荷への供給電力を調整している。また、変圧器の二次巻線の電圧を検出して、過電圧保護を行うようにしている。

【0008】

【特許文献1】

特開平10-50489号公報

【特許文献2】

米国特許第6259615号明細書

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

特許文献1、2のインバータでは、定電流制御や過電圧保護を行うようにしているが、インバータの起動時に、定電流制御のループ遅延や、過電圧保護の動作遅延により、負荷であるCCFLに過大電流が流れたり、過大な電圧が印加されてしまう。この過大電流や、過大な電圧によって、負荷であるCCFLにストレスを与えることになり、その寿命低下の原因となっていた。また、変圧器や半導体スイッチ、電池電源などの主回路機器に、過大電流などに耐えられるものを必要としていた。

【0010】

そこで、本発明は、二次巻線が負荷に接続される変圧器の一次巻線に半導体スイッチ回路を設け、この半導体スイッチ回路の各スイッチをパルス幅変調（PWM）して、定電流制御及び定電圧制御するとともに、起動時に定電流制御及び定

電圧制御のループ遅延に関わりなく負荷に過大な突入電流が流れたり、過大電圧が印加されることを防止できる、インバータ及びそのコントローラ IC を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 記載のインバータは、一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持つ変圧器 TR と、直流電源 BAT から前記一次巻線に第 1 方向及び第 2 方向に電流を流すための半導体スイッチ回路 101～104 と、

前記二次巻線に接続された負荷 FL に流れる電流を検出する電流検出回路と、前記二次巻線に接続された負荷 FL に印加される電圧を検出する電圧検出回路と、三角波信号 CT を発生する三角波信号発生部と、起動時に緩やかに増加するスロースタート電圧 SS を発生するスロースタート部と、前記電流検出回路による電流検出信号 IS 及び前記電圧検出回路による電圧検出信号 VS に基づく誤差信号 FB、前記スロースタート電圧 SS の大きさに応じてそのいずれかと前記三角波信号 CT とを比較して PWM 制御信号を発生する PWM 制御信号発生部とを有し、前記半導体スイッチ回路を前記 PWM 制御信号にしたがってスイッチングすることを特徴とする。

【0012】

請求項 2 記載のインバータは、請求項 1 記載のインバータにおいて、前記 PWM 制御信号発生部は、前記電流検出信号 IS を第 1 基準電圧 Vref2 と比較し、第 1 誤差出力を発生する第 1 誤差増幅器 211 と、前記電圧検出信号 VS を第 2 基準電圧 Vref3 と比較し、第 2 誤差出力を発生する第 2 誤差増幅器 212 と、前記第 1 誤差出力により制御される第 1 制御素子 235、前記第 2 誤差出力により制御される第 2 制御素子 238 を含んで、前記誤差信号 FB を発生する共通化回路と、前記誤差信号 FB、前記スロースタート信号 SS 及び前記三角波信号 CT が入力され、前記 PWM 制御信号を発生する PWM 比較器 214 とを有することを特徴とする。

【0013】

請求項 3 記載のコントローラ IC は、負荷 FL を駆動する半導体スイッチ回路

101～104を制御するためのコントローラIC200であって、三角波信号CTを発生させるための三角波信号発振回路201と、起動時に緩やかに増加するスロースタート電圧SSを発生させるためのスロースタート回路205と、前記負荷FLに流れる電流に応じた電流検出信号IS及び前記負荷FLに印加される電圧に応じた電圧検出信号VSに基づく誤差信号FB、前記スロースタート電圧SSの大きさに応じてそのいずれかと前記三角波信号CTとを比較してPWM制御信号を発生するPWM制御信号発生部とを有し、前記半導体スイッチ回路を前記PWM制御信号にしたがってスイッチングするための駆動信号を出力することを特徴とする。

【0014】

請求項4記載のコントローラICは、請求項3記載のコントローラICにおいて、前記PWM制御信号発生部は、前記電流検出信号ISを第1基準電圧Vref2と比較し、第1誤差出力を発生する第1誤差増幅器211と、前記電圧検出信号VSを第2基準電圧Vref3と比較し、第2誤差出力を発生する第2誤差増幅器212と、前記第1誤差出力により制御される第1制御素子235、前記第2誤差出力により制御される第2制御素子238を含んで、前記誤差信号FBを発生する共通化回路と、前記誤差信号FB、前記スロースタート信号SS及び前記三角波信号CTが入力され、前記PWM制御信号を発生するPWM比較器とを有することを特徴とする。

【0015】

請求項5記載のコントローラICは、請求項4記載のコントローラICにおいて、前記スロースタート回路205と協働して前記スロースタート電圧SSを発生させるための外付けコンデンサ136を接続するスロースタート端子12P、前記誤差信号FBを帰還電圧として外部の帰還回路に出力する帰還端子8Pを備えていることを特徴とする。

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明の直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生するインバータ、及びそのコントローラICの実施の形態について説明

する。

【0017】

図1は、絶縁変圧器、フルブリッジ（Hブリッジ）のスイッチ回路を用いて、PWM制御する本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成を示す図であり、図2は、そのためのインバータ制御用のコントローラICの内部構成を示す図である。

【0018】

図1において、第1スイッチであるP型MOSFET（以下、PMOS）101と第2スイッチであるN型MOSFET（以下、NMOS）102とで、変圧器TRの一次巻線105への第1方向の電流経路を形成する。また、第3スイッチであるPMOS103と第4スイッチであるNMOS104とで、変圧器TRの一次巻線105への第2方向の電流経路を形成する。これらのPMOS101、103、NMOS102、104は、それぞれボディダイオード（即ち、バックゲートダイオード）を有している。このボディダイオードにより、本来の電流経路と逆方向の電流を流すことができる。なお、ボディダイオードと同様の機能を果たすダイオードを別に設けてもよい。

【0019】

直流電源BATの電源電圧VCCがPMOS101、103、NMOS102、104を介して変圧器TRの一次巻線105に供給され、その2次巻線106に巻線比に応じた高電圧が誘起される。この誘起された高電圧が冷陰極蛍光灯FLに供給されて、冷陰極蛍光灯FLが点灯する。

【0020】

コンデンサ111、コンデンサ112は、抵抗117、抵抗118とともに、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。抵抗114、抵抗115は、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。また、コンデンサ111は、そのキャパシタンスと変圧器TRのインダクタンス成分とで共振させるためのものであり、この共振には冷陰極蛍光灯FLの寄生キャパシタンスも寄与する。113、116、119、120は、ダイオードで

ある。また、151、152は電源電圧安定用のコンデンサである。

【0021】

コントローラIC200は複数の入出力ピンを有している。第1ピン1Pは、PWMモードとバーストモードの切替端子であり、外部からそれらモードの切替及びバーストモード時のデューティ比を決定するデューティ信号DUTYが入力される。第2ピン2Pは、バーストモード発振器(BOSC)の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ131が接続され、バースト用三角波信号BCTが発生する。

【0022】

第3ピン3Pは、PWMモード発振器(OSC)の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ132が接続され、PWM用三角波信号CTが発生する。第4ピン4Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子であり、設定用抵抗133が接続され、その電位RTと抵抗値に応じた電流が流れる。第5ピン5Pは、接地端子であり、グランド電位GNDにある。

【0023】

第6ピン6Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子であり、設定用抵抗134が接続され、内部回路の制御によりこの抵抗134が設定用抵抗133に並列に接続されるかあるいは切り離され、その電位SRTはグランド電位GNDか、第4ピン4Pの電位RTになる。第7ピン7Pは、タイマーラッチ設定容量接続端子であり、内部の保護動作の動作時限を決定するためのコンデンサ135が接続され、コンデンサ135の電荷に応じた電位SCPが発生する。

【0024】

第9ピン9Pは、抵抗140を介して、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流に応じた電流検出信号(以下、検出電流)ISが入力され、第1誤差増幅器に入力される。第8ピン8Pは、第1誤差増幅器出力端子であり、この第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間にコンデンサ136が接続される。第8ピン8Pの電位が帰還電圧FBとなり、PWM制御のための制御電圧になる。以下、各電圧は、特に断らない限り、グランド電位を基準としている。

【0025】

第10ピン10Pは、抵抗139を介して、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧に応じた電圧検出信号（以下、検出電圧）VSが入力され、第2誤差増幅器に入力される。第10ピン10Pには、コンデンサ137が第8ピン8Pとの間に接続される。

【0026】

第11ピン11Pは、起動及び起動時間設定端子であり、抵抗143とコンデンサ142により、起動信号STが遅延された信号STBが印加される。第12ピン12Pは、スロースタート（即ち、ソフトスタート）設定容量接続端子であり、コンデンサ141がグランドとの間に接続され、起動時に徐々に上昇するスロースタート用の電圧SSが発生する。

【0027】

第13ピン13Pは、同期用端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。第14ピン14Pは、内部クロック入出力端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。

【0028】

第15ピン15Pは、外付けFETドライブ回路のグランド端子である。第16ピン16Pは、NMOS102のゲート駆動信号N1を出力する端子である。第17ピン17Pは、NMOS104のゲート駆動信号N2を出力する端子である。第18ピン18Pは、PMOS103のゲート駆動信号P2を出力する端子である。第19ピン19Pは、PMOS101のゲート駆動信号P1を出力する端子である。第20ピン20Pは、電源電圧VCCを入力する電源端子である。

【0029】

コントローラIC200の内部構成を示す図2において、OSCブロック201は、第3ピン3Pに接続されたコンデンサ132と第4ピン4Pに接続された抵抗133、134により決定されるPWM三角波信号CTを発生し、PWM比較器214に供給すると共に、内部クロックを発生しロジックブロック203に供給する。

【0030】

BOSCブロック202は、第2ピン2Pに接続されたコンデンサ131によ

り決定されるバースト用三角波信号 BCT を発生する。BCT 周波数は、CT 周波数より、著しく低く設定される (BCT 周波数 < CT 周波数)。第 1 ピン 1 P に供給されるアナログのデューティ信号 DUTY と三角波信号 BCT を比較器 221 で比較し、この比較出力でオア回路 239 を介して、NPN トランジスタ (以下、NPN) 234 を駆動する。なお、第 1 ピン 1 P にデジタルのデューティ信号 DUTY が供給される場合には、第 2 ピン 2 P に抵抗を接続し BOSC ブロック 202 からバースト用所定電圧を発生させる。

【0031】

ロジックブロック 203 は、PWM 制御信号などが入力され、所定のロジックにしたがってスイッチ駆動信号を生成し、出力ブロック 204 を介して、ゲート駆動信号 P1, P2, N1, N2 を、PMOS 101、103、NMOS 102, 104 のゲートに印加する。

【0032】

スロースタートブロック 205 は、起動信号 ST が入力され、コンデンサ 142、抵抗 143 により緩やかに上昇する電圧 STB である比較器 217 への入力がある基準電圧 Vref6 を越えると、比較器 217 の出力により起動する。比較器 217 の出力は、ロジックブロック 203 を駆動可能にする。なお、249 は、反転回路である。また、比較器 217 の出力により、オア回路 243 を介してフリップフロップ (FF) 回路 242 をリセットする。スタートブロック 205 が起動すると、スロースタート電圧 SS が徐々に上昇し、PWM 比較器 214 に比較入力として入力される。したがって、起動時には、PWM 制御は、スロースタート電圧 SS にしたがって行われる。

【0033】

なお、起動時に、比較器 216 は、入力が基準電圧 Vref5 を越えた時点で、オア回路 247 を介して、NMOS 246 をオフする。これにより、抵抗 134 を切り離し、PWM 用三角波信号 CT の周波数を変更する。なお、オア回路 247 には、比較器 213 の出力も入力される。

【0034】

第 1 誤差増幅器 211 には、冷陰極蛍光灯 FL の電流に比例した検出電流 IS

が入力され、基準電圧 V_{ref2} (例、1.25V) と比較され、その誤差に応じた出力により、定電流源 I_1 に接続された NPN 235 を制御する。この NPN 235 のコレクタは第 8 ピン 8P に接続されており、この接続点の電位が帰還電圧 FB となり、PWM 比較器 214 に比較入力として入力される。

【0035】

PWM 比較器 214 では、三角波信号 CT と、帰還電圧 FB あるいはスロースタート電圧 SS の低い方の電圧とを比較して、PWM 制御信号を発生し、アンド回路 248 を介してロジックブロック 203 に、供給する。起動終了後の定常状態では、三角波信号 CT と帰還電圧 FB とが比較され、設定された電流が冷陰極蛍光灯 FL に流れるように自動的に制御される。

【0036】

なお、第 8 ピン 8P と第 9 ピン 9P との間には、コンデンサ 136 が接続されているから、帰還電圧 FB は滑らかに増加あるいは減少する。したがって、PWM 制御はショックなく、円滑に行われる。

【0037】

第 2 誤差増幅器 212 には、冷陰極蛍光灯 FL の電圧に比例した検出電圧 VS が入力され、基準電圧 V_{ref3} (例、1.25V) と比較され、その誤差に応じた出力により、ダブルコレクタの一方が定電流源 I_1 に接続されたダブルコレクタ構造の NPN 238 を制御する。この NPN 238 のコレクタはやはり第 8 ピン 8P に接続されているから、検出電圧 VS によっても 帰還電圧 FB が制御される。なお、帰還電圧 FB が基準電圧 V_{ref1} (例、3V) を越えると、PNP トランジスタ (以下、PNP) 231 がオンし、帰還電圧 FB の過上昇を制限する。

【0038】

比較器 215 は、電源電圧 VCC を抵抗 240、241 で分圧した電圧と基準電圧 V_{ref7} (例、2.2V) とを比較し、電源電圧 VCC が所定値に達した時点でその出力を反転し、オア回路 243 を介して FF 回路 242 をリセットする。

【0039】

比較器 218 は、スロースタート電圧 SS を基準電圧 V_{ref8} (例、2.2 v) と比較し、電圧 SS が大きくなるとアンド回路 244 及びオア回路 239 を介して NPN 234 をオンする。NPN 234 のオンにより、ダイオード 232 が電流源 I_2 により逆バイアスされ、その結果第 1 誤差増幅器 211 の通常動作を可能にする。

【0040】

比較器 219 は、ダブルコレクタの他方が定電流源 I_3 に接続された NPN 238 が第 2 誤差増幅器 212 によりオンされると、その電圧が基準電圧 V_{ref9} (例、3.0 v) より低下し、比較出力が反転する。比較器 220 は、帰還電圧 FB を基準電圧 V_{ref10} (例、3.0 v) と比較し、帰還電圧 FB が高くなると、比較出力が反転する。比較器 219、220 の出力及び比較器 218 の出力の反転信号をオア回路 245 を介してタイマーブロック 206 に印加し、所定時間を計測して出力する。このタイマーブロック 206 の出力により、FF 242 をセットし、この FF 回路 242 の Q 出力によりロジックブロック 203 の動作を停止する。

【0041】

次に、以上のように構成されるインバータの動作、特に起動時の動作を、図 3、図 4 及び図 5 をも参照して説明する。図 3 は、図 1 及び図 2 から起動時のスロースタートに関係する部分を取り出した説明用の回路図であり、図 4 はその PWM 比較器 214 の内部回路構成例を示す図であり、図 5 はスロースタートの動作を説明するための特性図である。

【0042】

PWM 比較器 214 は、図 4 を参照して、定電流源 I_{11} の電流を電流差動する PNP トランジスタ (以下、PNP) Q_1 、 Q_2 と、この PNP Q_1 、 Q_2 と NPN トランジスタ (以下、NPN) Q_3 、 Q_4 とがそれぞれ直列接続されている。これら NPN Q_3 、 Q_4 のベース同士が接続され、NPN Q_4 のベースとコレクタとが接続されて、カレントミラー構成とされている。並列の PNP Q_5 、 Q_6 と定電流源 I_{12} を直列に接続し、その直列接続点を PNP Q_1 のベースに接続する。また、PNP Q_7 と定電流源 I_{13} を直列に接続し、その直列接続点

を PNPQ2 のベースに接続する。

【0043】

そして、PNPQ5 のベースに帰還電圧 FB を、PNPQ6 のベースにスロースタート電圧 SS を、PNPQ7 のベースに三角波信号 CT を供給し、PNPQ1 と NPNQ3 との接続点から PWM 制御信号を取り出す。これにより、スロースタート電圧 SS と帰還電圧 FB の低い方の信号と三角波信号 CT とが比較され、その比較結果として、PWM 制御信号が得られる。

【0044】

さて、コントローラ IC200 に電源電圧 VCC が供給されると、三角波信号発振回路である OSC ブロック 201、コンデンサ 132、抵抗 133 で構成される三角波信号発生部から、コンデンサ 132 のキャパシタンスと、抵抗 133 の抵抗値で決定される周波数の三角波信号 CT が発生される。この三角波信号 CT が、PWM 比較器 214 の (+) 入力端子に入力される。

【0045】

PWM 比較器 214 の 2 つの (-) 入力端子の一方に入力される帰還電圧 FB は、電源電圧 VCC が供給されて、定電流源 I1、NPN235、NPN238 から構成される共通化回路により高い値 (上限値) になる。なお、この帰還電圧 FB の値は PNP231 と基準電圧 Vref1 とにより、一定値に制限される。

【0046】

しかし、PWM 比較器 214 の他方の (-) 入力端子に入力されるスロースタート電圧 SS は、起動信号 ST を受けていないので零電圧である。PWM 比較器 214 は、帰還電圧 FB とスロースタート電圧 SS のうちの低い入力信号が優先されるので、まだ、PWM 比較器 214 からは PWM 制御信号は出力されない。

【0047】

時点 t1 において、起動信号 ST が外部からスロースタート回路であるスタートブロック 205 に供給されると、スタートブロック 205 内部の定電流源が駆動されて、その定電流がコンデンサ 141 に流れ込み始める。この定電流によってコンデンサ 141 が充電され、その充電時定数にしたがって、スロースタート電圧 SS が上昇を開始する。即ち、スロースタートが開始される。

【0048】

PWM比較器214では、徐々に上昇するスロースタート電圧SSと三角波信号CTとが比較され、スロースタート電圧SSの値に応じたPWM制御信号が出力される。このPWM制御信号が、ロジックブロック203、出力ブロック204を介してMOSFET101～104に供給されて、インバータ動作が行われる。

【0049】

インバータの負荷である冷陰極蛍光灯FLは、印加される電圧が所定の値になるまでは点灯しないから、スロースタートの最初の段階では出力電圧Voがスロースタート電圧SSの上昇に連れて上昇する。したがって、従来のように、上限値にある帰還電圧FBにしたがって過大な出力電圧Vo（例えば、2000～2500v）が冷陰極蛍光灯FLに印加されることがない。また、過大な出力電圧Voの印加に伴う、突入電流の発生もないから、冷陰極蛍光灯FLやインバータの主回路部品（MOSFET101～104、変圧器TR、電池BATなど）に与える損傷やストレスを著しく低減する。

【0050】

出力電圧Vo、出力電流Ioが検出され、その検出電圧VS、検出電流ISが第1誤差増幅器211、第2誤差増幅器212で基準電圧Vref2、基準電圧Vref3と比較され、その比較出力でNPN235、NPN238を制御する。NPN235、NPN238が制御されるようになると、帰還電圧FBが上限値から低下してくる。

【0051】

出力電圧Voが上昇し、起動電圧（約1000v）に達すると（時点t2）、出力電流Ioが流れ始めて冷陰極蛍光灯FLが点灯すると共に、出力電圧Voは動作電圧（約600v）に低下する。この時点t2においても、過大な突入電流が流れることはない。

【0052】

時点t2以後は、出力電流Ioが徐々に上昇する一方、出力電圧Voはほぼ一定の動作電圧に維持される。また、帰還電圧FBは、出力電圧Voあるいは出力

電流 I_o が上昇し、NPN 235、NPN 238 が制御されるようになると、帰還用のコンデンサ 136、137 を介した帰還作用により、上限値から徐々に低下してくる。図 5 では、帰還電圧 FB が時点 t_2 から低下するように示しているが、この時点はひとつの例示である。

【0053】

スロースタート電圧 SS が上昇すると共に、出力電流 I_o が増加して帰還電圧 FB が低下してくる。帰還電圧 FB がスロースタート電圧 SS と等しくなった時点 t_3 において、PWM 比較器 214 での三角波信号 CT との比較対象が、それまでのスロースタート電圧 SS から帰還電圧 FB に移る。これによりスロースタートが終了したことになる。

【0054】

この時点 t_3 で、出力電流 I_o は基準電圧 V_{ref2} で決まる所定値に一定制御される。冷陰極蛍光灯 FL の明るさは、それに流れる電流により決まり、この電流を維持するためにほぼ一定の動作電圧が印加される。したがって、電圧 V_o は、起動時に冷陰極蛍光灯 FL を点灯するために高い電圧が印加され、一旦点灯した後は低い動作電圧でよい。このため、定常状態では、帰還電圧 FB は、出力電流 I_o に基づいて決定されることになる。

【0055】

なお、インバータが停止した場合に、再度の起動に備えて、コンデンサ 141 の蓄積電荷を放電する放電回路をスタートブロック 205 の内部に設ける。この放電は、例えば起動信号 ST により行うことができる。

【0056】

このようにして、冷陰極蛍光灯 FL に供給される電圧 V_o 及び電流 I_o をそれぞれ PWM 制御する際に、スロースタートを共通に行うことにより、異常過電圧の発生や、負荷電流の増大を防ぐことができる。

【0057】

なお、第 1 誤差増幅器 211、第 2 誤差増幅器 212 の出力を、NPN 235、NPN 238 などの共通化回路を介することなく、PWM 比較器 214 に直接入力するようにしてもよい。このようにする場合には、PWM 比較器 214 の（

一) 入力を 3 入力型にし、第 1 誤差増幅器 211、第 2 誤差増幅器 212 の反転入力端子 (−) 及び非反転入力端子 (+) をそれぞれ正負を逆にすると共に、コンデンサ 136、コンデンサ 137 への帰還経路をそれぞれ別々に設ければよい。

【0058】

【発明の効果】

本発明によれば、負荷に供給される電圧及び電流を、それぞれ定電圧あるいは定電流に PWM 制御するインバータやそのためのコントローラ IC において、スロースタートを共通に行うことにより、CCFL などの負荷を起動する際に、異常過電圧の発生を抑制するとともに、負荷電流の増大を防ぐことができる。これにより、CCFL などの負荷の寿命を長くできるとともに、変圧器、半導体スイッチ回路、電池電源などの構成要素へのストレスを軽減できる。

【0059】

また、出力電流に係る第 1 誤差出力と出力電圧に係る第 2 誤差出力とを共通化回路により共通誤差出力に集約するから、この共通誤差信号を帰還電圧として帰還する帰還経路を単一にすることができる。特に、IC 外部の外付け帰還素子を用いる場合には、そのための帰還端子を少なくできる。

【0060】

また、スロースタート回路と協働してスロースタート電圧を発生させるためのコンデンサを IC 外部の外付けコンデンサとすることにより、そのキャパシタンスを調整することが可能であり、負荷特性などに応じて、スロースタートの立ち上がり時間を最適に設定することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成図。

【図 2】

図 1 のためのコントローラ IC の内部構成図。

【図 3】

起動時のスロースタートを説明するための回路図。

【図 4】

PWM比較器 214 の内部回路構成例を示す図。

【図 5】

起動時のスロースタートの動作を説明するための特性図。

【符号の説明】

T R 変圧器

F L 冷陰極蛍光灯

B A T 直流電源

101、103 P型MOSトランジスタ

102、104 N型MOSトランジスタ

P1, P2, N1, N2 ゲート駆動信号

200 コントローラIC

201 OSCブロック

203 ロジックブロック

204 出力ブロック

205 スロースタートブロック

211 第1誤差増幅器

212 第2誤差増幅器

214 PWM比較器

231 PNPトランジスタ

235、238 NPNトランジスタ

132、136、137、141 コンデンサ

133、139、140 抵抗

Vref1～Vref3 基準電圧

I1 定電流源

CT PWM用三角波信号

FB 帰還電圧

SS スロースタート電圧

IS 検出電流

V S 検出電圧

V o 出力電圧

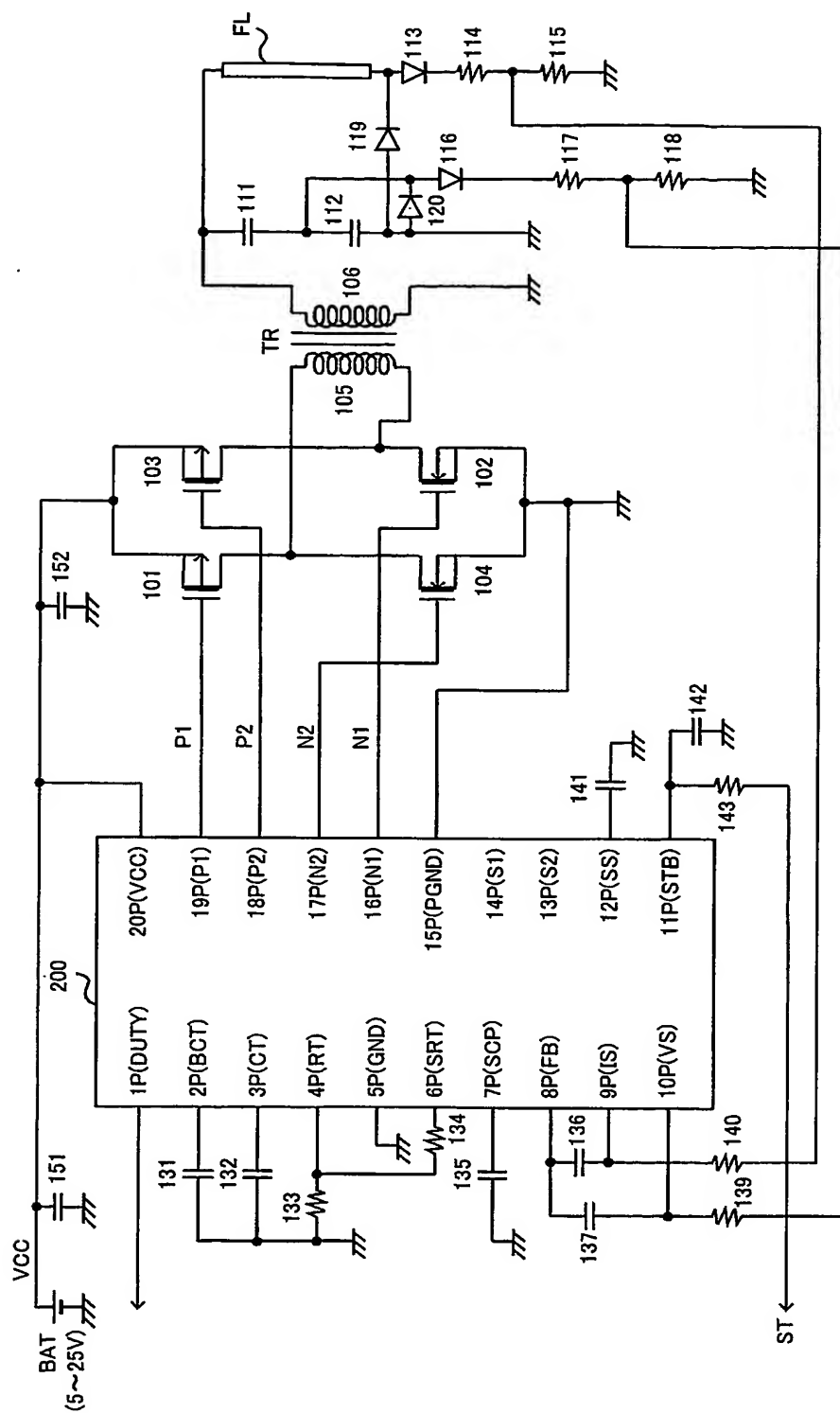
I o 出力電流

S T 起動信号

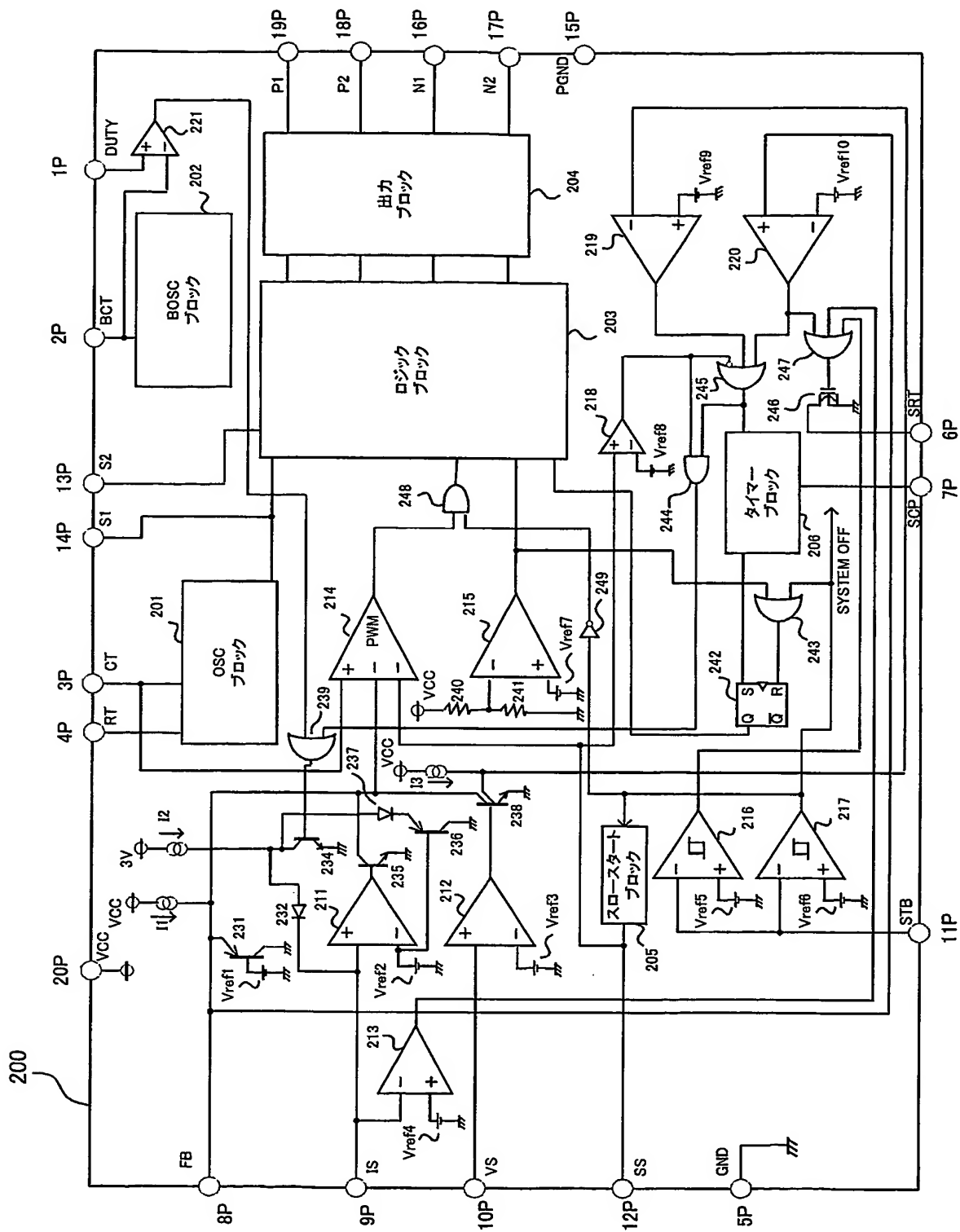
【書類名】

凶面

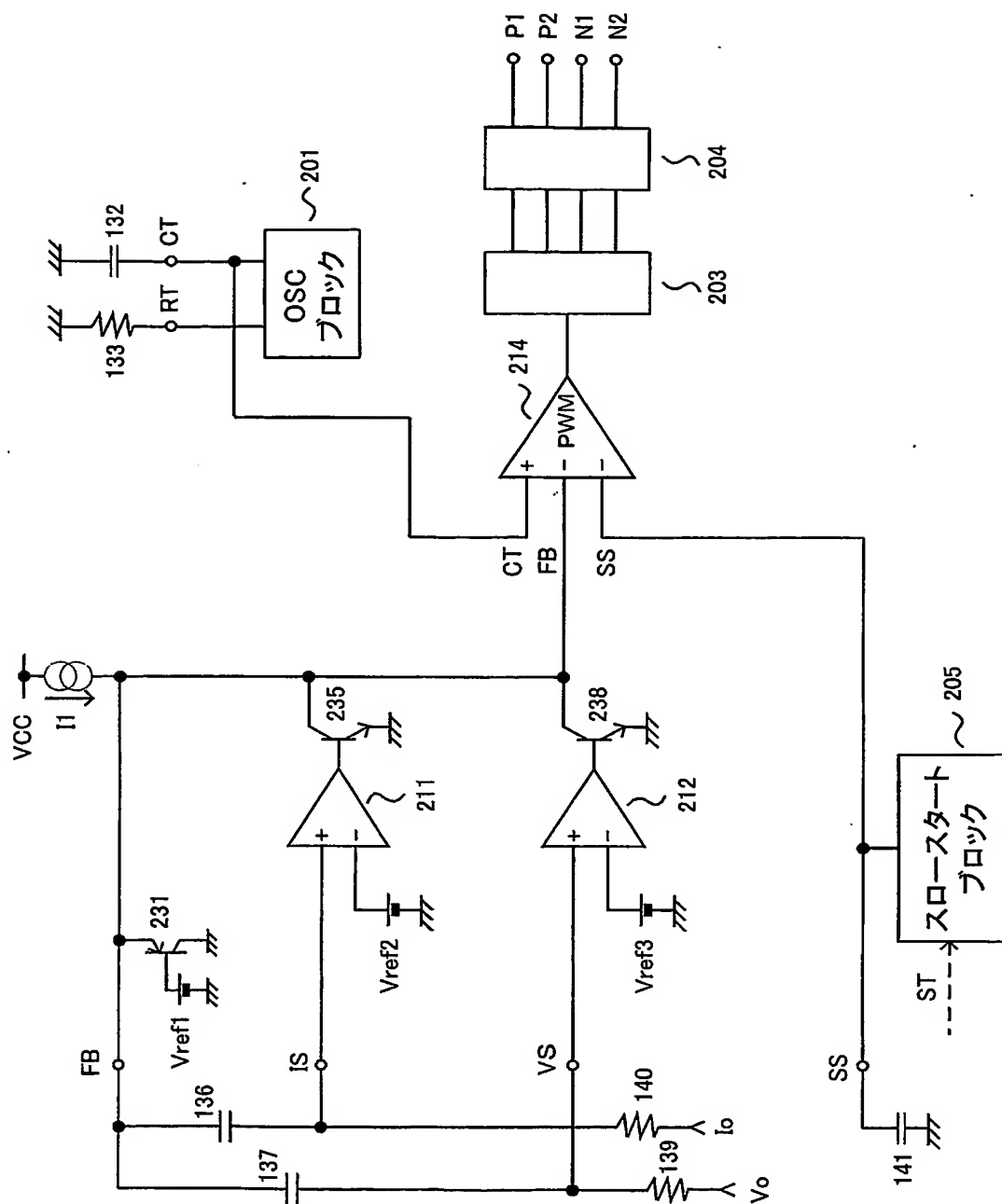
【図 1】



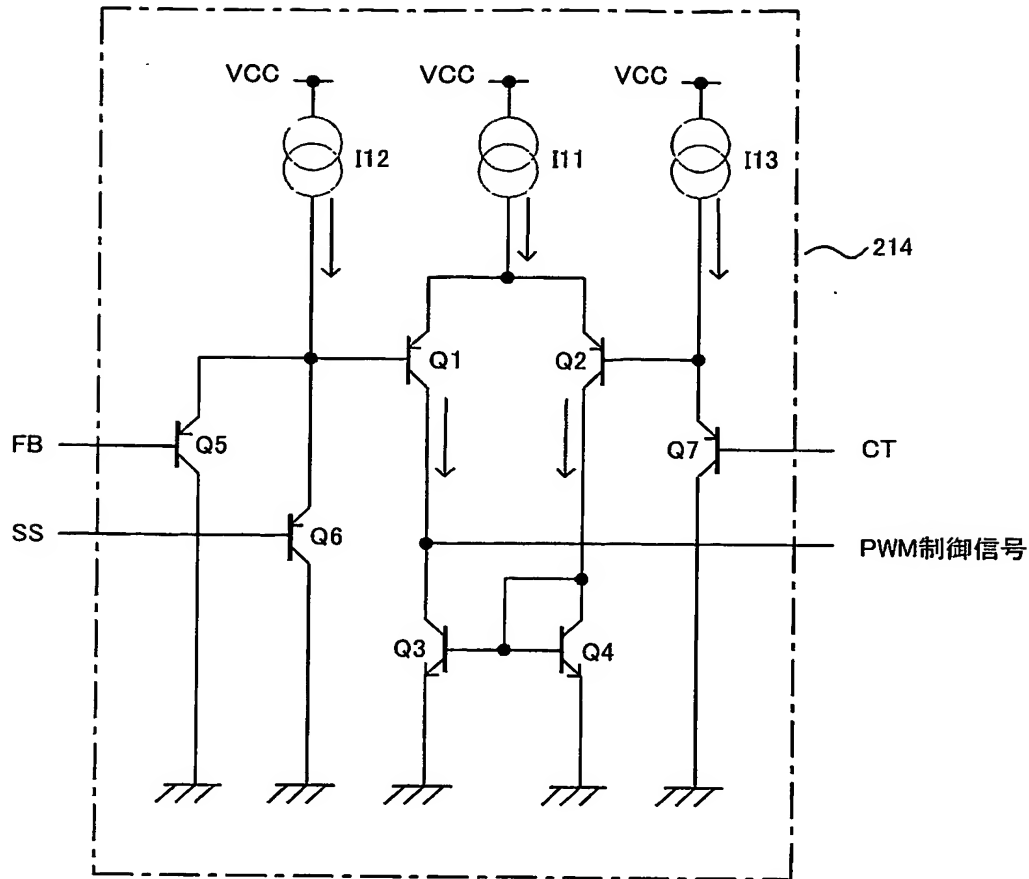
【図 2】



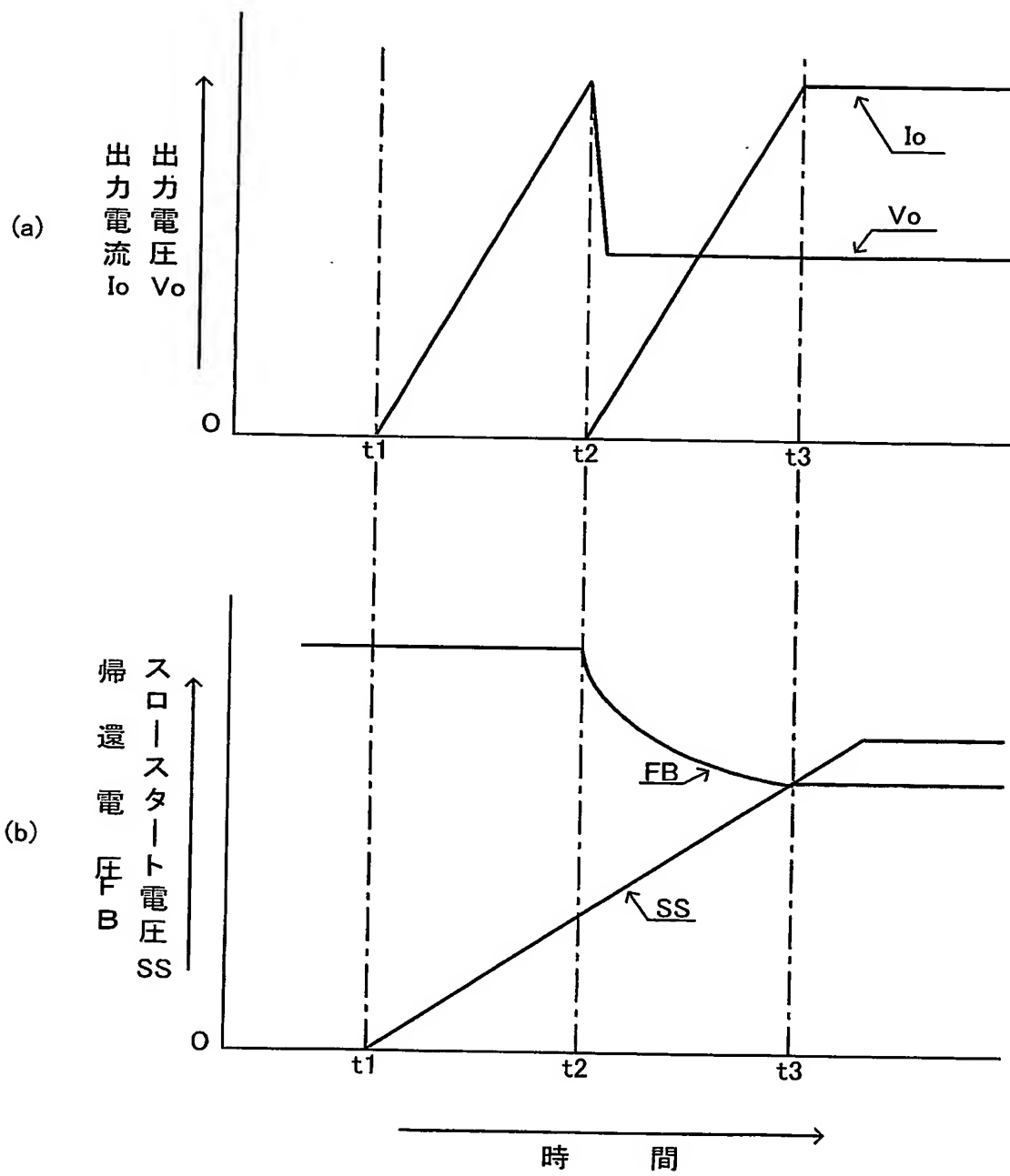
【図 3】



【図4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 二次巻線が負荷に接続される変圧器の一次巻線に半導体スイッチ回路を設け、この半導体スイッチ回路の各スイッチを P W M により定電流制御及び定電圧制御するインバータにおいて、起動時の過大電圧や、突入電流を抑制すること。

【解決手段】 C C F L などの負荷を駆動するインバータ回路における、定電圧制御及び定電流制御用に、共通のスロースタート制御回路を設けることにより、P W M 制御のスロースタートを共通に行う。

【選択図】 図 3

特願 2002-331945

出願人履歴情報

識別番号

[000116024]

1. 変更年月日

1990年 8月22日

[変更理由]

新規登録

住 所

京都府京都市右京区西院溝崎町21番地

氏 名

ローム株式会社